

日本国特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

Y. Kawasabe
Filed 10/03/00
Q5734
10/03/00

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出願年月日
Date of Application:

1999年 7月 8日

出願番号
Application Number:

平成11年特許願第193960号

願 人
Applicant(s):

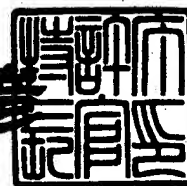
埼玉日本電気株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

1999年10月 1日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

近藤 隆彦



出証番号 出証特平11-3067550

【書類名】 特許願

【整理番号】 14001392

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H01Q 3/26

H04B 7/26

【発明者】

【住所又は居所】 埼玉県児玉郡神川町大字元原字豊原 3 0 0 番 1 8 埼玉
日本電気株式会社内

【氏名】 川鍋 吉孝

【特許出願人】

【識別番号】 390010179

【氏名又は名称】 埼玉日本電気株式会社

【代理人】

【識別番号】 100082935

【弁理士】

【氏名又は名称】 京本 直樹

【電話番号】 03-3454-1111

【選任した代理人】

【識別番号】 100082924

【弁理士】

【氏名又は名称】 福田 修一

【電話番号】 03-3454-1111

【選任した代理人】

【識別番号】 100085268

【弁理士】

【氏名又は名称】 河合 信明

【電話番号】 03-3454-1111

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 平成11年特許願第 29336号

【出願日】 平成11年 2月 5日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 021566

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9114210

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 符号分割多元接続システムにおける基地局

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の移動局と基地局で構成される移動通信システムにおいて、
前記基地局は、複数のアンテナと、周波数シフト部と、合成部と、受信部と、信号処理部を備え、
前記アンテナは、複数の移動局が送信した電波を受信する手段と、
前記周波数シフト部は、前記受信した信号に対して複数のアンテナ毎に対応する周波数分だけシフトする手段と、
前記合成部は、前記周波数シフトした信号を合成信号とする手段と、
前記受信部は、前記合成信号を周波数変換して中間周波数信号に落とし、この中間周波数信号をデジタル信号に変換する手段と、
前記信号処理部は、前記デジタル信号に対して複数のアンテナ毎に対応する周波数シフト成分を補償した拡散符号で拡散復調して複数のアンテナ毎の復調信号に直す拡散復調手段と、この複数のアンテナ毎の復調信号から移動局電波各々の到来方向を特定すると共に移動局各々の復調信号を出力する判定手段と、この移動局各々の復調信号から RAKE 合成するフェージング対策手段を有することを特徴とする符号分割多元接続方式の基地局。

【請求項 2】

複数の移動局と基地局で構成される移動通信システムにおいて、
前記基地局は、複数のアンテナ素子で構成されるアダプティブ・アレイアンテナと、周波数シフト部と、合成部と、一つの受信部と、信号処理部を備え、
前記アダプティブ・アレイアンテナは、複数の移動局が送信した電波を受信する手段と、
前記周波数シフト部は、前記受信した信号に対して複数のアンテナ素子毎に対応する値に基づいてあらかじめ設定された周波数分だけシフトする手段と、
前記合成部は、前記周波数シフトした信号を一つの合成信号とする手段と、
前記一つの受信部は、前記一つの合成信号を周波数変換して中間周波数信号に落

とし、この中間周波数信号をデジタル信号に変換する手段と、
前記信号処理部は、前記デジタル信号に対して複数のアンテナ素子毎に対応する値に基づいてあらかじめ設定された周波数シフト成分を補償した拡散符号で拡散復調して複数のアンテナ毎の復調信号に直す拡散復調手段と、この複数のアンテナ毎の復調信号から移動局電波各々の到来方向を特定すると共に移動局各々の復調信号を出力する判定手段と、この移動局各々の復調信号から R A K E 合成するフェージング対策手段を
有することを特徴とする符号分割多元接続方式の基地局。

【請求項 3】

前記周波数シフト部は、前記複数のアンテナ素子毎に対応する複数の増幅器と複数のミキサと複数の発振器を備え、
前記増幅器は、複数のアンテナ素子毎に受信した信号を増幅する手段と、
前記発振器は、複数のアンテナ素子毎に対応する値に基づいてあらかじめ設定された周波数を発振する手段と、
前記ミキサは、前記増幅信号を前記発振信号分だけ周波数シフトする手段を
有することを特徴とする請求項 1 または請求項 2 記載の符号分割多元接続方式の基地局。

【請求項 4】

前記周波数シフト部は、前記複数のアンテナ素子毎に対応する複数の増幅器と複数のミキサと複数の通倍回路と一つの基準発振器を備え、
前記増幅器は、複数のアンテナ素子毎に受信した信号を増幅する手段と、
前記基準発振器は、一つのあらかじめ設定された周波数を発振する手段と、
前記通倍回路は、複数のアンテナ素子毎に対応する値に基づいてあらかじめ設定された数値分だけ前記基準発振信号を通倍する手段と、
前記ミキサは、前記増幅信号を前記通倍信号分だけ周波数シフトする手段を
有することを特徴とする請求項 1 または請求項 2 記載の符号分割多元接続方式の基地局。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は符号分割多元接続システムにおける基地局に関し、特に、複数のアンテナの各々に対応する受信信号間の位相差の検出処理、及び移動局の到来方向の判定処理を実行する符号分割多元接続システムにおける基地局に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

符号分割多元接続 (Code Division Multiple Access) 方式による移動体通信システムの開発が進んでいる。基地局は、サービスエリアにおいて複数の移動局の各々からの信号を受信する受信装置として重要な役割を担う。

【0 0 0 3】

基地局のアンテナ装置として、アダプティブ・アレイアンテナが検討されている。アダプティブ・アレイアンテナは、複数の無指向性アンテナ素子から構成される。複数の無指向性アンテナ素子は、アンテナ素子各々から出力される受信信号を電氣的に合成する事により指向性アンテナとして動作する。

【0 0 0 4】

アダプティブ・アレイアンテナにおいて、受信信号間の位相差が正確に検出される事が要求される。そして、複数の無指向性アンテナ素子の各々は、検出された位相差に基づく移動局電波の到来方向に対しては指向性利得を増やし、また、干渉波や妨害波に対しては指向性利得を減らすように制御される事が要求される。

【0 0 0 5】

本発明に関連する公知技術として、特開平 6 - 2 4 2 2 2 9 号公報では、高距離分解能を実現するレーダ装置に関する技術が開示されている。このレーダ装置は、受信時間補正手段と受信ビーム指向方向制御手段とを備える。受信時間補正手段は、複数のアンテナ素子各々の受信信号を時間補正信号に応じて遅延する。受信ビーム指向方向制御手段は、アンテナビームの形成方向に関して、各アンテナ素子で受ける電波の到来時間が位相一致面で同一と成る様に時間補正信号を発生する。

【0 0 0 6】

又、特開平 8-172312 号公報では、移動体受信アンテナシステムに関する技術が開示されている。移動体受信アンテナシステムは、同相合成する為の局部発振器とモノパルス回路の局部発振器を共通化する。複数のアンテナの各々に対応して発生する第 2 中間周波数のずれが実質的に解消され、位相検出誤差を含まない位相差信号が発生する。

【0007】

更に、特開平 10-70502 号公報では、通信スロット或いは通信チャネルの利用効率を向上する移動体通信における指向性制御アンテナ装置に関する技術が開示されている。この移動体通信システムはアレーアンテナと、周波数変換手段と、到来方向推定手段及びアンテナ指向性制御手段とから構成される。アレーアンテナは、移動局からの信号を受信する。周波数変換手段は、受信信号を中間周波数或いはベースバンド周波数を有する信号に変換する。到来方向推定手段は、変換された信号に基づいて移動局の存在方向を推定する。

【0008】

従来のアダプティブ・アレイアンテナは、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信部及び信号処理部を備える事が必要となる。従って、基地局装置の規模が大きくなり、価格も高くなる。

【0009】

このため、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信部及び信号処理部の小型化、低価格化が望まれる。

【0010】

又、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信部において、従来ダブルスーパーヘテロダイン方式が採用されている。従って、受信部内に周波数逆変換（ダウンコンバート）用の発振器が必要となる。この発振器は、局部発振された信号を発生する。複数のアンテナの各々に対応して局部発振された信号間には、位相ノイズによる位相誤差が発生しやすい。従って、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信信号間の位相差において、正確に検出される事が難しくなる。

【0011】

このため、複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信信号間の位相差を正確に検出して、複数の移動局電波各々の到来方向を正確に判断する基地局が望まれる。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】

これまで説明したように、本発明の目的は、アダプティブ・アレイアンテナにおける複数の無指向性アンテナ素子各々に対応する受信信号に対して一つの信号列にまとめる処理を施すことにより、一つの受信部で構成することができる小型化、低価格化の基地局を提供する事にある。

【0013】

又、本発明の他の目的は、アダプティブ・アレイアンテナにおける複数の無指向性アンテナ素子の各々に対応する受信信号間の位相差を正確に検出することにより、複数の移動局電波各々の到来方向を正確に判断できる基地局を提供する事にある。

【0014】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決する為に、本発明の符号分割多元接続（以下、CDMA）方式の基地局は、複数のアンテナ素子と、周波数シフト部と、合成部と、一つの受信部と、信号処理部とから構成されており、この場合（イ）アンテナ素子は、複数の移動局が送信した電波を受信する手段と、（ロ）周波数シフト部は、前記受信した信号に対して複数のアンテナ素子毎に対応する値に基づいてあらかじめ設定された周波数分だけシフトする手段と、（ハ）合成部は、前記周波数シフトした信号を一つの合成信号とする手段と、（ニ）受信部は、前記一つの合成信号を周波数変換して中間周波数信号に落とし、この中間周波数信号をデジタル信号に変換する手段と、（ホ）信号処理部は、前記デジタル信号に対して複数のアンテナ素子毎に対応する値に基づいてあらかじめ設定された周波数シフト成分を補償した拡散符号で拡散復調して複数のアンテナ毎の復調信号に直す拡散復調手段と、この複数のアンテナ毎の復調信号から移動局各々の到来方向を特定すると共に移動局各々の復調信号を出力する判定手段と、この移動局各々の復調信号から

RAKE合成するフェージング対策手段を具備させる。

【0015】

また、前記周波数シフト部は、前記複数のアンテナ素子毎に対応する複数の増幅器と複数のミキサと複数の発振器から構成されており、この場合（イ）増幅器は、複数のアンテナ素子毎に受信した信号を増幅する手段と、（ロ）発振器は、複数のアンテナ素子毎に対応する値に基づいてあらかじめ設定された周波数を発振する手段と、（ハ）ミキサは、前記増幅信号を前記発振信号分だけ周波数シフトする手段を具備させる。

【0016】

さらに、前記周波数シフト部は、前記複数のアンテナ素子毎に対応する複数の増幅器と複数のミキサと複数の通倍回路と一つの基準発振器から構成されており、この場合（イ）増幅器は、複数のアンテナ素子毎に受信した信号を増幅する手段と、（ロ）基準発振器は、一つのあらかじめ設定された周波数を発振する手段と、（ハ）通倍回路は、複数のアンテナ素子毎に対応する値に基づいてあらかじめ設定された数値分だけ前記基準発振信号を通倍する手段と、（ニ）ミキサは、前記増幅信号を前記通倍信号分だけ周波数シフトする手段を具備させる。

【0017】

【発明の実施の形態】

本発明の符号分割多元接続（CDMA）方式における基地局の実施の形態を添付図面に基づいて以下に詳細に説明する。図1は、本発明の第1の実施の形態に係る基地局105を収容したCDMA方式による移動体通信システムである。

【0018】

CDMA方式による移動体通信システムは、複数の移動局（101-1' ~ n'）と、基地局105とにより実現する。複数の移動局（101-1' ~ n'）の各々は、固有の拡散符号による拡散変調を送信すべきデータ（変調データ）に施し、送信信号（103-1' ~ n'）としている。

【0019】

基地局105には、送信信号（103-1' ~ n'）の受信手段として、アダプティブ・アレイアンテナが設けられている。アダプティブ・アレイアンテナは

、複数のアンテナ（複数のアンテナ素子） $107-1 \sim n$ により構成されている。アンテナ $107-1 \sim n$ は、無指向性のアンテナである。各アンテナ間は、 $\lambda/4$ （ λ ：使用周波数の波長）以上の間隔を隔てて設置されている。

【0020】

尚、図1において、移動局の数 n' とアンテナの数 n とは、必ずしも同数ではなく、“ n' と n ”の関係は、本発明を限定するものではない。この事は、信号処理手段123の詳細説明において後述する。

【0021】

基地局105はアダプティブ・アレイアンテナと、周波数シフト部111と、合成部115と、受信部119及び信号処理部123とから構成される。

【0022】

アダプティブ・アレイアンテナは、複数の移動局 $101-1' \sim n'$ の各々に対応する拡散変調が施された送信信号 $103-1' \sim n'$ を受信する為のアンテナ $107-1 \sim n$ を複数備える。アンテナ $107-n$ は、複数の移動局 $101-1' \sim n'$ の各々に対応する送信信号 $103-1' \sim n'$ を受信する。

【0023】

周波数シフト部111は、複数のアンテナ $107-1 \sim n$ の各々に対応して、受信信号 $109-1 \sim n$ に周波数シフトを施す。この周波数シフト処理は、複数のアンテナ素子（ $107-1 \sim n$ ）の各々に対応して実行する。受信信号（ $109-1 \sim n$ ）の中心周波数は、基準周波数（ f_0 ）の整数倍（1からアンテナ素子の全体数 n ）に変換する。

【0024】

図2を参照して説明する。アンテナ $107-n$ に対応する受信信号 $109-n$ の中心周波数は、周波数“ $n \times f_0$ ”を与える信号と混合され、シフトされる。

【0025】

合成部115は、周波数シフトされた受信信号 $113-1 \sim n$ を合成して合成信号117を生成する。本実施の形態において、合成部115は、マイクロストリップラインによるウィルキンソンのハイブリッドを採用する。

【0026】

受信部 119 は、合成信号 117 に周波数逆変換を施し、周波数逆変換された合成信号（157，図 5 参照）を生成する。周波数逆変換された合成信号は、アナログ信号である。更に、受信部 119 は、周波数逆変換された合成信号をデジタル信号 121 に変換する。

【0027】

信号処理部 123 は、複数のアンテナ（107-1～n）の各々に対応して、拡散復調処理をデジタル信号 121 に施す。この拡散復調処理は、複数の移動局（101-1～n）の各々に固有の拡散符号と、上記周波数シフトにおけるシフト周波数差とに基づいて実行する。更に、信号処理部 123 は、上記拡散復調処理に基づいて、複数の移動局（101-1'～n'）電波各々の到来方向を判定する。

【0028】

図 4 に周波数シフト部 111 の詳細構成を示す。周波数シフト部 111 は、複数のアンテナ 107-1～n の各々に対応する周波数シフト手段を備える。アンテナ 107-n に対応する周波数シフト手段は、増幅器（増幅手段）135-n と、発振器（発振手段）141-n 及びミキサ（混合手段）139-n とにより構成される。

【0029】

増幅器 135-n は受信信号 109-n を増幅する。アンテナ 101-n により受信された受信信号 109-n は、後述のミキサ 139-n による NF 特性の悪化を防ぐ為に、低 NF 特性を有する増幅器 135-n により増幅される。発振器 141-n は、局部発振された信号を発生する。局部発振された信号は、アンテナ 107-n に対応する周波数（ $n \times f_0$ ）を有する。

【0030】

ミキサ 139-n は、増幅された受信信号 137-n に対して上記周波数（ $n \times f_0$ ）に基づいて周波数シフトする。ミキサ 139-n は、周波数シフトされた受信信号 113-n を出力する。周波数シフトされた受信信号 113-n は、合成部 115 に入力する。

【0031】

本実施の形態において、ミキサ 139-n は、ダブルバランスドミキサ、或いはトランジスタにより構成され、発振器 141-n は、PLL (Phase Locked Loop) 回路で構成される。PLL 回路は、任意の発振周波数を有する局部発振された信号を発生する。

【0032】

図 5 に、受信部 119 の詳細構成を示す。本実施の形態において、受信部 119 は、ダブルスーパーヘテロダイン方式により構成され、受信部 119 は増幅器 143 と、フィルタ (145, 151 及び 159) と、PLL 回路 (147 及び 153) と、ミキサ (149 及び 155) 及びアナログ/デジタル変換器 (A/D 変換器) 161 とから構成される。

【0033】

増幅器 143 は、合成部 115 からの合成信号 117 に増幅処理を施して、増幅された合成信号 (図示せず) を出力する。増幅器 143 は低 NF 特性を有する。フィルタ (145, 151 及び 159) の各々は、予め設定された周波数特性に基づいて、入力された信号の受信周波数帯域外の周波数成分を除去する。特に、フィルタ (151 及び 159) は周波数逆変換 (ダウンコンバート) による不要輻射を除去する。

【0034】

フィルタ 145 は、増幅された合成信号にフィルタリング処理を施して第 1 フィルタリング信号 (図示せず) を出力する。ミキサ 149 は、PLL 回路 147 から発生された信号に基づいて、第 1 フィルタリング信号に対して (第 1) 周波数逆変換処理を施す。

【0035】

更に、フィルタ 151 は、周波数逆変換された第 1 フィルタリング信号 (図示せず) にフィルタリング処理を施して第 2 フィルタリング信号を発生する。ミキサ 155 は、PLL 回路 153 から発生された信号に基づいて、第 2 フィルタリング信号に対して (第 2) 周波数逆変換処理を施す。

【0036】

ダブルスーパーヘテロダイン方式に従い、最終的に周波数逆変換された第 2 フ

フィルタリング信号（周波数逆変換された合成信号157）を出力する。周波数逆変換された合成信号157は、A/D変換器161によりデジタル信号121に変換し、出力する。

【0037】

本実施の形態において、PLL回路（147, 153）の各々には、VCO（Voltage Control Oscillator）を採用する。ミキサ（149及び155）の各々は、周波数逆変換処理を実行する為のダブルバランスドミキサ或いはトランジスタにより構成される。

【0038】

図2を参照して説明する。信号処理部123は、拡散復調部125と判定部129及びフェージング対策部133を備える。拡散復調部125は、複数のアンテナ（107-1～n）の各々に対応する拡散復調手段（125-1～n）を備える。判定部129は、複数の移動局101-1'～n'の各々に対応する判定手段129-1'～n'を備える。フェージング対策部133は、複数の移動局101-1'～n'の各々に対応するフェージング対策手段133-1'～n'を備える。

【0039】

拡散復調手段125-nは、複数の移動局101-1'～n'の各々に対応する拡散符号（図示せず）と、上記周波数変換（周波数（ $n \times f_0$ ））における基準周波数（ f_0 ）との差（ $-(n-1) \times f_0$ ）とに基づいた拡散復調処理をデジタル信号121に施す。

【0040】

更に、拡散復調手段125-nは、複数の移動局101-1'～n'毎に復調データ（127-n-1', 127-n-2', ..., 127-n-n'）を出力する。この時、上記復調データの各々には、拡散復調手段125-nによる処理が施された旨を示す履歴データが付加される。拡散復調処理の詳細は後述する。

【0041】

判定手段129-n'は、予め設定された移動局（この場合、移動局101-

n') に対応する復調データ ($127-1-n'$, $127-2-n'$, …… , $127-n-n'$) を入力し、移動局 ($101-n'$) 電波の到来方向を認識する為の遅延時間判定処理を実行する。

【0042】

フェージング対策手段 $133-n'$ は、移動局毎の復調データ群 $131-n'$ を入力する。移動局毎の復調データ群 $131-n'$ は、予め設定された移動局 (この場合、移動局 $101-n'$) に対応する復調データ ($127-1-n'$, $127-2-n'$, …… , $127-n-n'$) から形成する。フェージング対策手段 $133-n'$ は、移動局毎の復調データ群 $131-n'$ に RAKE 合成処理を施す。

【0043】

尚、拡散復調部 125、判定部 129 及びフェージング対策部 133 は、論理的な構成要件であり、実際のハードウェア構成を制限しない。従って、処理順序の変更或いは統合された構成により実現する。

【0044】

次に、本実施の形態に係る CDMA システムにおける基地局の動作を説明する。図 2 を参照して説明する。複数の移動局 $101-1' \sim n'$ の各々は、スペクトラム拡散された送信信号 $103-1' \sim n'$ を各々出力する。送信信号 $103-1' \sim n'$ は、アンテナ $107-1 \sim n$ により受信される。

【0045】

移動局 $101-1' \sim n'$ の各々は、送信データ系列として $N1'$, $N2'$, … , Nn' を各々有する。送信データ系列の各々は、移動局固有の拡散符号 $X1'$, $X2'$, … , Xn' の各々により拡散変調が施され、無線周波数 f を有する送信信号 $101-1' \sim n'$ として出力する。

【0046】

送信信号 ($103-1' \sim n'$) は、送信信号 $103-1'$ が $f(1')$ ($= N1' * X1' + f$) , 送信信号 $103-2'$ が $f(2')$ ($= N2' * X2' + f$) , と定義され、更に、送信信号 $103-n'$ が $f(n')$ ($= Nn' * Xn' + f$) と定義される。

【0047】

この場合、“ $*X_n'$ ”は、拡散処理を表す論理表現を示す。又、“ $+f$ ”は、周波数変換を表す論理表現を示す。上述された定義に基づく送信信号 $f(1') \sim f(n')$ は、アンテナ 107-1 $\sim n$ により受信される。

【0048】

図3に、例として、ある移動局からの送信信号 ($\sin(\omega t)$) が複数のアンテナ 107-1 $\sim n$ の各々により受信される様子を示す。本実施の形態において、複数のアンテナ 107-1 $\sim n$ の各々は、物理位置が異なる。

【0049】

送信信号 ($\sin(\omega t)$) を受信する際に、アンテナへの入射角 ($\theta_1 \sim \theta_n$) に応じた位相差が生じる。従って、受信するアンテナにより、受信信号の位相が異なる為、受信信号間の位相差が生じる。

【0050】

例えば、アンテナ 107-1 で受信された送信信号は、到来波と比較して “ $\sin(\omega t + \theta_1)$ ” となる。アンテナ 107- n で受信された送信信号は、“ $\sin(\omega t + \theta_n)$ ” となる。

【0051】

合成部 115 (図1, 2参照) により、受信信号 109-1 $\sim n$ を合成した場合、位相の異なる信号を合成する事になる。この場合、信号処理部 123 は、拡散復調の際に送信信号を受信したアンテナ、及び到来波との位相差が判断できない。更に、信号処理部 123 は、アンテナの指向性が決定できず、アダプティブアレイアンテナの適切な制御が難しい。そこで本発明における周波数シフト処理を実行することになる。

【0052】

図2を参照して説明する。アンテナ 107-1 に対応する受信信号 109-1 は、局部発振された信号 (周波数 f_o) に基づいて周波数シフトされる。受信信号 109-1 を形成する各送信信号は、周波数シフト部 111 により、以下の様に周波数シフトされる。

【0053】

送信信号 $f(1')$ の成分は周波数シフトし、信号成分 $f_1(1')$ ($=f(1') + f_o$) となる。送信信号 103-2' の成分は周波数シフトし、信号成分 $f_1(2')$ ($=f(2') + f_o$) となる。更に、送信信号 103-n' の成分は周波数シフトし、信号成分 $f_1(n')$ ($=f(n') + f_o$) となる。

【0054】

次に、アンテナ 107-2 に対応する受信信号 109-2 は、局部発振された信号（周波数 $2 \times f_o$ ）に基づいて周波数シフトされる。受信信号 109-2 を形成する各送信信号は、周波数シフト部 111 により、以下の様に周波数シフトされる。

【0055】

送信信号 $f(1')$ の成分は周波数シフトし、信号成分 $f_2(1')$ ($=f(1') + 2 \times f_o$) となる。送信信号 103-2' の成分は周波数シフトし、信号成分 $f_2(2')$ ($=f(2') + 2 \times f_o$) となる。更に、送信信号 103-n' の成分は周波数シフトし、信号成分 $f_2(n')$ ($=f(n') + 2 \times f_o$) となる。

【0056】

更に、アンテナ 107-n に対応する受信信号 109-n は、局部発振された信号（周波数 $n \times f_o$ ）に基づいて周波数シフトされる。受信信号 109-n を形成する各送信信号は、周波数シフト部 111 により、以下の様に周波数シフトされる。

【0057】

送信信号 $f(1')$ の成分は周波数シフトし、信号成分 $f_n(1')$ ($=f(1') + n \times f_o$) となる。送信信号 $f(2')$ の成分は周波数シフトし、信号成分 $f_n(2')$ ($=f(2') + n \times f_o$) となる。更に、送信信号 $f(n')$ の成分は周波数シフトし、信号成分 $f_n(n')$ ($=f(n') + n \times f_o$) となる。

【0058】

従って、受信信号の中心周波数は、複数のアンテナ (107-1~n) の各々に対応して、($f_o \times$ 整数倍, (1 からアンテナの全体数 n)) だけ周波数シフ

トされる。周波数シフトされた受信信号 113-1~n は、合成部 115 に入力し、合成信号 117 として出力する。

【0059】

合成部 115 は、上記周波数シフトされた信号成分を入力して合成する。合成信号 117 (f SUM) は、以下の様になる。

〔数式 1〕

$$\begin{aligned} f \text{ SUM} = & \{ (f_1(1') + f_1(2') + \dots + f_1(n')) \\ & + (f_2(1') + f_2(2') + \dots + f_2(n')) \\ & + \dots + (f_n(1') + f_n(2') + \dots + f_n(n')) \} \end{aligned}$$

図 6 (A) に、合成信号 117 の周波数スペクトルを示す。合成信号 117 の周波数スペクトルは、複数のアンテナ (107-1~n) の各々に対応する受信信号 (109-1~n) の周波数スペクトルにより形成される。

【0060】

スペクトル a は、アンテナ 107-1 に対応する受信信号 109-1 に対応する。スペクトル b は、アンテナ 107-2 に対応する受信信号 109-2 に対応する。スペクトル c は、アンテナ 107-n に対応する受信信号 109-n に対応する。

【0061】

図 6 (A) において、受信信号 (109-1, 2, ..., n) の周波数スペクトル (a, b, ..., c) は、基準周波数 (f0) に基づいて、互いに重ならず実質的に連続して (マルチキャリア)、周波数軸上に分布する。

【0062】

尚、発振器 141-1~n により局部発振された信号間の位相誤差は、限りなく少ない事が要求される。その位相誤差は、受信信号内の 1 フレーム間において 3° 以内が好ましい。この事は、複数のアンテナ (107-1~n) の各々に対応する局部発振された信号に対して、位相ノイズによる位相誤差が生じた場合、受信信号の空間における正確な位相差検出が妨げられる事に基づく。

【0063】

次に、受信部 119 の処理を実行する。受信部 119 に入力された合成信号 1

17は、増幅器143により増幅される。フィルタ145は、増幅された合成信号を入力し、受信周波数帯域内の信号成分のみろ波された第1フィルタリング信号を出力する。

【0064】

ミキサ149は、PLL回路147により局部発振された信号に基づいて、無線周波数帯域の第1フィルタリング信号を中間周波数 (Intermediate Frequency) の信号に変換する。フィルタ151は、上記中間周波数信号を入力し、不要な信号成分を除去して第2フィルタリング信号を出力する。

【0065】

ミキサ155は、PLL回路153により局部発振された信号に基づいて、第2フィルタリング信号をデジタル信号として変換可能な周波数帯域までダウンコンバートして、周波数逆変換された合成信号157を出力する。

【0066】

受信部119は、[数式1]にて定義された合成信号117を入力する。受信部119は、合成信号117をベースバンド処理が可能な中間周波数に変換する。この場合、周波数逆変換された合成信号157 (FSUM) は、[数式1]に対応して以下の様になる。

[数式2]

$$\begin{aligned} \text{FSUM} = \{ & (F1(1') + F1(2') + \dots + F1(n')) \\ & + (F2(1') + F2(2') + \dots + F2(n')) \\ & + \dots + (Fn(1') + Fn(2') + \dots + Fn(n')) \} \end{aligned}$$

ここで、[数式2]における関数Fは、[数式1]における関数fに周波数逆変換を施して得る。

【0067】

図6(B)に、周波数逆変換された合成信号157の周波数スペクトラム図を示す。図6(B)において、受信信号(109-1, 2, ..., n)の周波数スペクトル(a, b, ..., c)は、基準周波数(f0)に基づいて、互いに重ならず実質的に連続して周波数軸上に分布する。

【0068】

フィルタ 159 は、A/D 変換器 161 におけるサンプリング周波数に基づいて、周波数逆変換された合成信号 157 の不要な周波数成分を除去する。A/D 変換器 161 はデジタル信号 121 を出力する。このデジタル信号 121 において、受信信号 (109-1 ~ n) 間における位相差は実質的に保持される。

【0069】

信号処理部 123 はデジタル信号 121 を入力する。入力されたデジタル信号 121 は、各拡散復調手段 (125-1 ~ n) に分配し、拡散復調処理を施す。

【0070】

拡散復調部 125 における拡散復調手段 125-1 は、受信信号 (デジタル信号 121) に対して、拡散復調すべきデータ系列に対応した拡散符号を乗算する。この場合、拡散符号の周波数と復調すべきデータ系列の周波数が同一である事が条件となる。移動局 101-1' に対応する拡散符号は、“X1'”である。移動局 101-2' に対応する拡散符号は、“X2'”である。更に、移動局 101-n' に対応する拡散符号は、“Xn'”である。

【0071】

アンテナ 107-2 に対応する受信信号 109-2 には、アンテナ 107-1 を基準として、“fo”だけの周波数シフトを施している。従って、各々の拡散符号に対し“-fo”分だけ乗算した拡散符号を用いて、デジタル信号 121 に対して拡散復調を施す。

【0072】

アンテナ 107-2 に対応する拡散復調手段 125-2 において設定される拡散符号は、次の様になる。移動局 101-1' に対応する拡散符号は、 $X1' * (-fo)$ となる。移動局 101-2' に対応する拡散符号は、 $X2' * (-fo)$ となる。更に、移動局 101-n' に対応する拡散符号は、 $Xn' * (-fo)$ となる。この場合、“-fo”は、周波数変換部によるシフトとは逆側へのシフトを表す論理表現を示す。“ $* (-fo)$ ”は、乗算を表す論理表現を示す。

【0073】

同様に、アンテナ107-nに対応する拡散復調手段125-nにおいて設定される拡散符号は、次の様になる。移動局101-1'に対応する拡散符号は、 $X1' * \{-(n-1)fo\}$ となる。移動局101-2'に対応する拡散符号は、 $X2' * \{-(n-1)fo\}$ となる。更に、移動局101-n'に対応する拡散符号は、 $Xn' * \{-(n-1)fo\}$ となる。

【0074】

上記拡散符号に基づく拡散復調処理により受信信号の拡散が解除され、復元すべきデータ系列のみが復調される。周波数シフト部111による周波数シフト成分も補償される。ここで、拡散復調処理を施した拡散復調手段の履歴データが、復調データ系列（復調データ）に付加される。

【0075】

一般に、移動局101-1'に対応する送信データ系列 $N1'$ が、 $N1' = \{\alpha, \beta, \gamma, \dots\}$ である場合、拡散復調手段125-nにより拡散復調された復調データ系列 $N1''$ は、 $N1'' = \{n, \alpha, \beta, \gamma, \dots\}$ となる。

【0076】

拡散復調手段125-1~nの各々は、拡散復調処理の履歴を与えるデータを復調データ系列に付加する。従って、復調データ系列から拡散復調手段を識別できる。更に、復調データ系列に対応するアンテナが特定できる。

【0077】

拡散復調手段125-1~nにおいて生成された復調データ（127-1-1'~n'，127-2-1'~n'，…，127-n-1'~n'）は、判定部129に入力する。判定手段129-1'~n'の各々は、複数の移動局101-1'~n'の各々に対応する復調データ系列を入力し、遅延時間判定処理を実行する。

【0078】

判定手段129-1'は、移動局101-1'に対応する復調データ系列（127-1-1'，127-2-1'，…，127-n-1'）を入力する。判定手段129-2'は、移動局101-2'に対応する復調データ系列（127-1-2'，127-2-2'，…，127-n-2'）を入力する。更に、判定

手段 $129-n'$ は、移動局 $101-n'$ に対応する復調データ系列 ($127-1-n'$, $127-2-n'$, ..., $127-n-n'$) を入力する。

【0079】

図 7 (A) に、判定手段 $129-1'$ における遅延時間判定図を示す。復調データ系列 ($127-1-1'$, $127-2-1'$, ..., $127-n-1'$) の各々は、同一の時間軸上に並べられ、比較される。

【0080】

その結果、拡散復調手段 $125-1$ により生成された復調データ系列 $127-1-1'$ の遅延時間が、最も少ない。従って、復調データ系列 $127-1-1'$ は、アンテナ $107-1$ で受信された送信信号 $103-1'$ であり、そして、移動機 $101-1'$ は、アンテナ $101-1$ の方角から到来していると判断する。

【0081】

図 7 (B) に、判定手段 $129-2'$ における遅延時間判定図を示す。復調データ系列 ($127-2-2'$, $127-2-2'$, ..., $127-n-2'$) の各々は、同一の時間軸上に並べられ、比較される。

【0082】

その結果、拡散復調手段 $125-2$ により生成された復調データ系列 $127-2-2'$ の遅延時間が、最も少ない。従って、復調データ系列 $127-2-2'$ は、アンテナ $107-2$ で受信された送信信号 $103-2'$ であり、そして、移動機 $101-2'$ は、アンテナ $101-2$ の方角から到来していると判断する。

【0083】

判定手段 $129-1' \sim n'$ の各々に入力した復調データ系列は、移動局毎の復調データ群 $131-1' \sim n'$ としてフェージング対策部 133 に送られる。フェージング対策手段 $133-1' \sim n'$ の各々は、マルチパスフェージングの対策技術である RAKE 合成処理を実行する。

【0084】

復調データ系列 ($127-1-1'$, $127-2-1'$, ..., $127-n-1'$) は、復調データ群 $131-1'$ を形成する。フェージング対策手段 $133-1'$ は、復調データ群 $131-1'$ を入力して、移動局 $101-1'$ に対応する

RAKE合成処理を実行する。

【0085】

復調データ系列 ($127-1-2'$, $127-2-2'$, ..., $127-n-2'$) は、復調データ群 $131-2'$ を形成する。フェージング対策手段 $133-2'$ は、復調データ群 $131-2'$ を入力して、移動局 $101-2'$ に対応する RAKE合成処理を実行する。

【0086】

更に、復調データ系列 ($127-1-n'$, $127-2-n'$, ..., $127-n-n'$) は、復調データ群 $131-n'$ を形成する。フェージング対策手段 $133-n'$ は、復調データ群 $131-n'$ を入力して、移動局 $101-n'$ に対応する RAKE合成処理を実行する。

【0087】

尚、本実施の形態において、判定手段 $129-1' \sim n'$ 及びフェージング対策手段 $133-1' \sim n'$ は、複数の移動局 $101-1' \sim n'$ の数だけ必要となる。そして、複数の移動局 $101-1' \sim n'$ の数は、基地局 105 が割当てられたサービスエリアの仕様に基づいてその上限が決まってくる。

【0088】

本実施の形態における基地局は、受信信号に対してアンテナ毎に対応する周波数シフトを施す周波数変換部 111 を設け、周波数シフトされた受信信号の各々を合成する合成部 115 を設け、合成信号に対して受信部 119 を共通に 1 つ設け、位相差が実質的に保持された状態で信号処理できる信号処理部 123 を設ける。

【0089】

従って、基地局装置の小型化及び低価格化が図られ、サービスエリアにおける複数の移動局電波の到来方向を正確に認識できる。

【0090】

次に、本発明の第 2 の実施の形態に係る基地局に関して説明する。本実施の形態における基地局は、前述の第 1 の実施の形態における周波数シフト部 111 の構成が異なる。

【0091】

図8に、本実施の形態における周波数シフト部111'の詳細構成を示す。尚、前述の第1の実施の形態における構成要素及び信号と同一のものには、同一符号が付され、説明を省略する（図2及び図4参照）。

【0092】

本実施の形態における周波数シフト部111'は、複数のアンテナに共通の基準発振器141を備える。周波数シフト部111'は、複数のアンテナ107-1～nの各々に対応する周波数シフト手段と、基準周波数(f_0)を与える信号を発生する為の基準発振器（発振手段）141とを備える。

【0093】

アンテナ107-nに対応する周波数シフト手段は、増幅器（増幅手段）135-nと、ミキサ（混合手段）139及び通倍回路（通倍手段）142-nで構成する。本実施の形態において、通倍回路142-nは、バラクタダイオードで構成する。

【0094】

増幅器135-nは、受信信号109-nを増幅する。通倍回路142-nは、複数のアンテナ素子の各々に対応して予め設定された値“n”に基づいて、局部発振された信号が有する基準周波数(f_0)を通倍する。ミキサ139-nは、増幅された受信信号137-nを通倍された基準周波数($n \times f_0$)に基づいて周波数シフトする。

【0095】

本実施の形態における基地局は、共通の基準発振器141を1つ設ける。従って、複数のアンテナ107-1～nの各々に対応する受信信号間の位相は、周波数シフト処理の前後で実質的に変化しない。受信信号間の位相差は、信号処理部123へ正確に伝達できる。

【0096】

【発明の効果】

本発明による符号分割多元接続システムにおける基地局は、複数のアンテナ素子各々に対応して周波数シフト部を備えることにより、一つの受信部で構成する

ことができる。従って、基地局装置の小型化、低価格化が実現できる。

【0097】

又、複数の無指向性アンテナの各々に対応する受信信号間の位相差を正確に検出することができる。従って、複数の移動局電波各々の到来方向が正確に認識できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

図1は、本発明の基地局を収容する符号分割多元接続システムの概念を説明する為のブロック構成図である。

【図2】

図2は、本発明の第1の実施の形態に係る符号分割多元接続システムにおける基地局の詳細構成を説明する為のブロック構成図である。

【図3】

図3は、本発明の第1の実施の形態に係る符号分割多元接続システムにおける基地局の動作の一部を説明する為のブロック構成図である。

【図4】

図4は、本発明の第1の実施の形態に係る基地局における周波数変換部の詳細構成を説明する為のブロック構成図である。

【図5】

図5は、本発明の第1の実施の形態に係る基地局における受信部の詳細構成を説明する為のブロック構成図である。

【図6】

図6は、本発明の本発明の第1の実施の形態に係る符号分割多元接続システムにおける基地局の動作の一部を説明する為の周波数スペクトル図である。

【図7】

図7は、本発明の本発明の第1の実施の形態に係る符号分割多元接続システムにおける基地局の動作の一部を説明する為のタイミング判定図である。

【図8】

図8は、本発明の第2の実施の形態に係る基地局における周波数変換部の詳細

構成を説明する為のブロック構成図である。

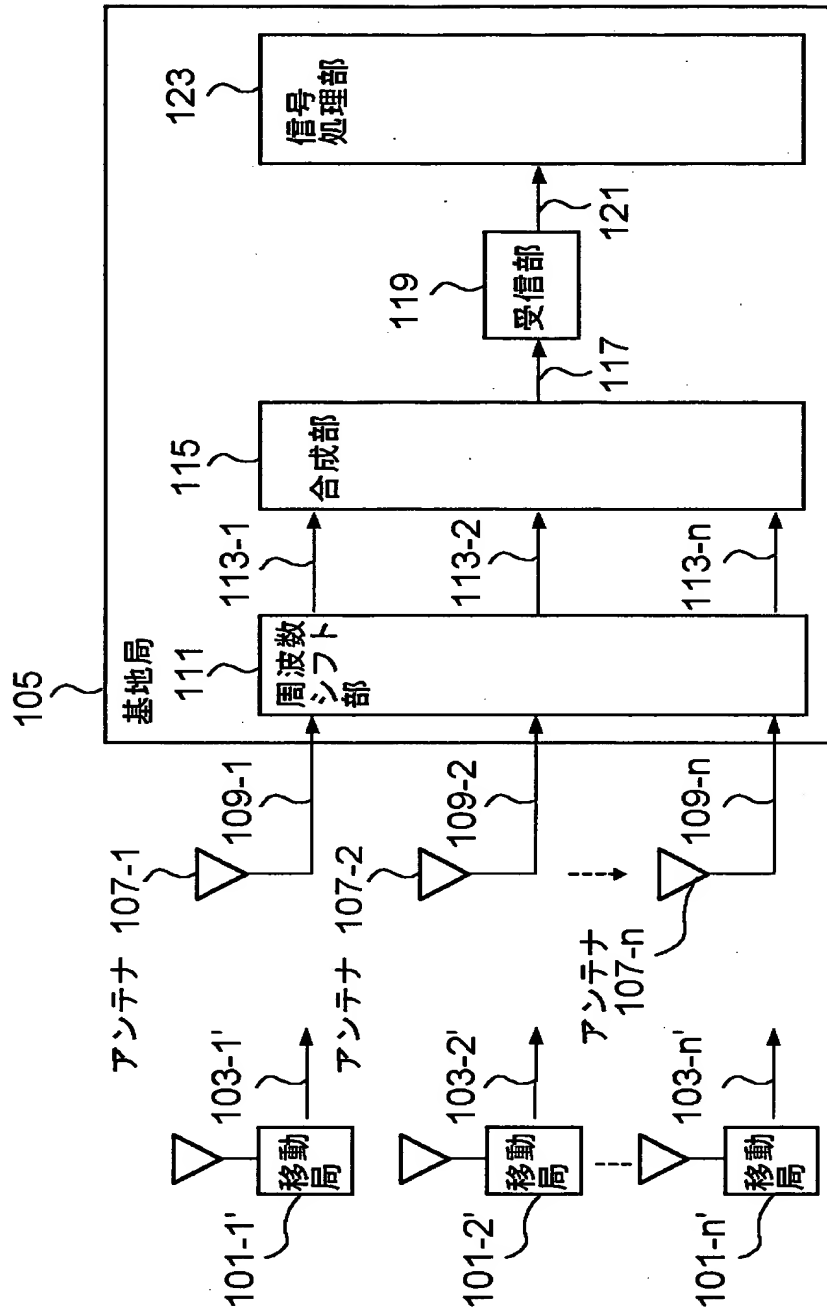
【符号の説明】

- 101-1' ~ n' : 移動局
- 103-1' ~ n' : 送信信号
- 105 : 基地局
- 107-1 ~ n : アンテナ (アンテナ素子)
- 109-1 ~ n : 受信信号
- 111, 111' : 周波数シフト部
- 113-1 ~ n : 周波数シフトされた受信信号
- 115 : 合成部
- 117 : 合成信号
- 119 : 受信部
- 121 : デジタル信号
- 123 : 信号処理部
- 125 : 拡散復調部
- 125-1 ~ n : 拡散復調手段
- 127-1-1' ~ n' ,
- 127-2-1' ~ n' ,
- 127-n-1' ~ n' : 復調データ
- 129 : 判定部
- 129-1' ~ n' : 判定手段
- 131-1' ~ n' : 移動局毎の復調データ群
- 133 : フェージング対策部
- 133-1' ~ n' : フェージング対策手段
- 135-1 ~ n, 143 : 増幅器
- 137-1 ~ n : 増幅された受信信号
- 139-1 ~ n, 149, 155 : ミキサ
- 141 : 基準発振器
- 141-1 ~ n : 発振器

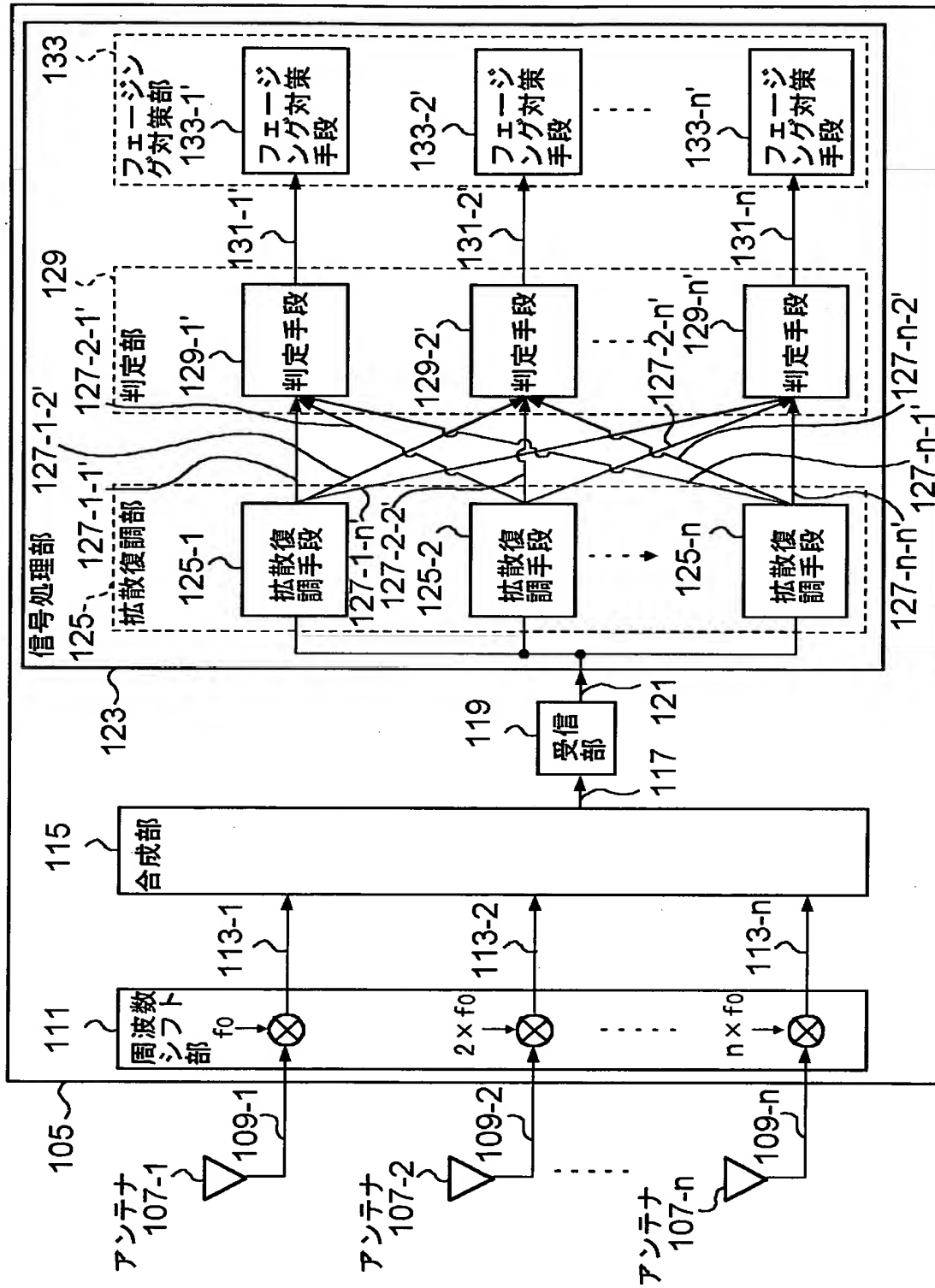
- 142-1~n : 通倍回路
- 145, 151, 159 : フィルタ
- 147, 153 : PLL回路
- 157 : 周波数逆変換された合成信号
- 161 : アナログ／デジタル変換器 (A/D変換器)
- f0 : 基準周波数
- $\theta 1 \sim \theta n$: 位相差
- a : アンテナ107-1に対応する受信信号109-1の
周波数スペクトル
- b : アンテナ107-2に対応する受信信号109-2の
周波数スペクトル
- c : アンテナ107-nに対応する受信信号109-nの
周波数スペクトル

【書類名】 図面

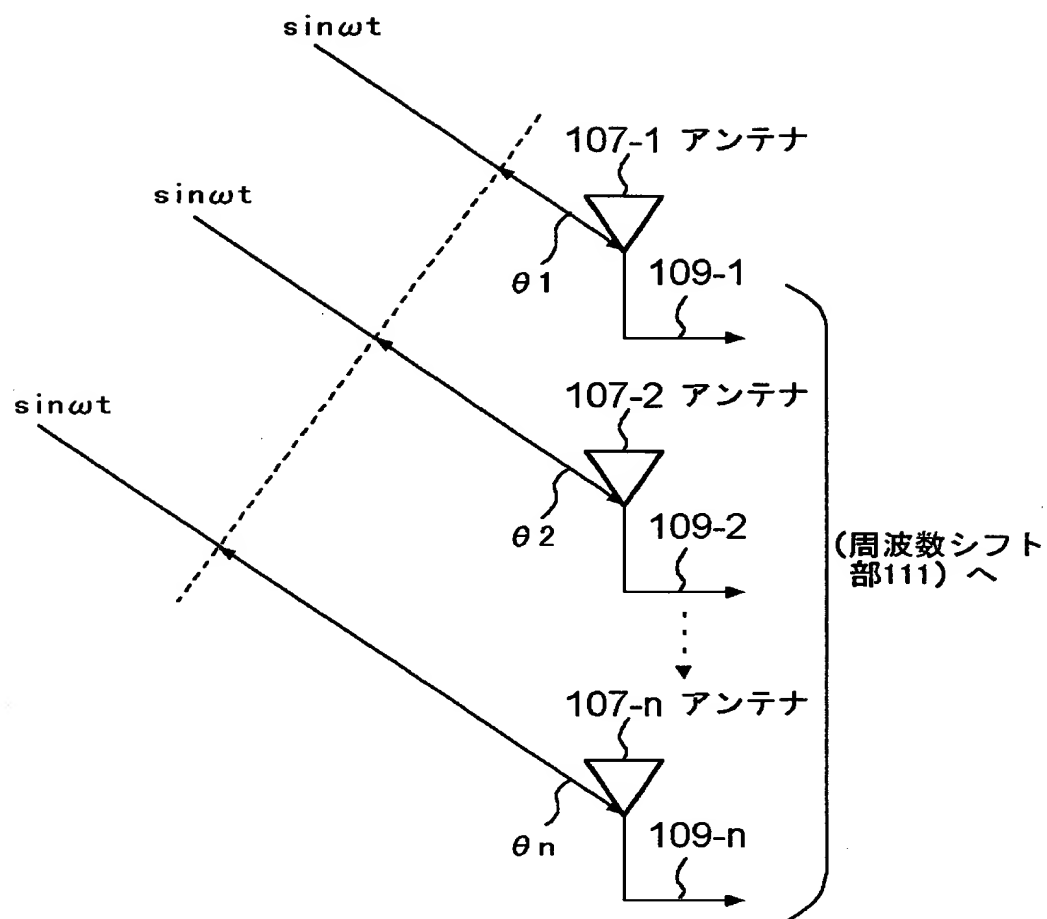
【図 1】



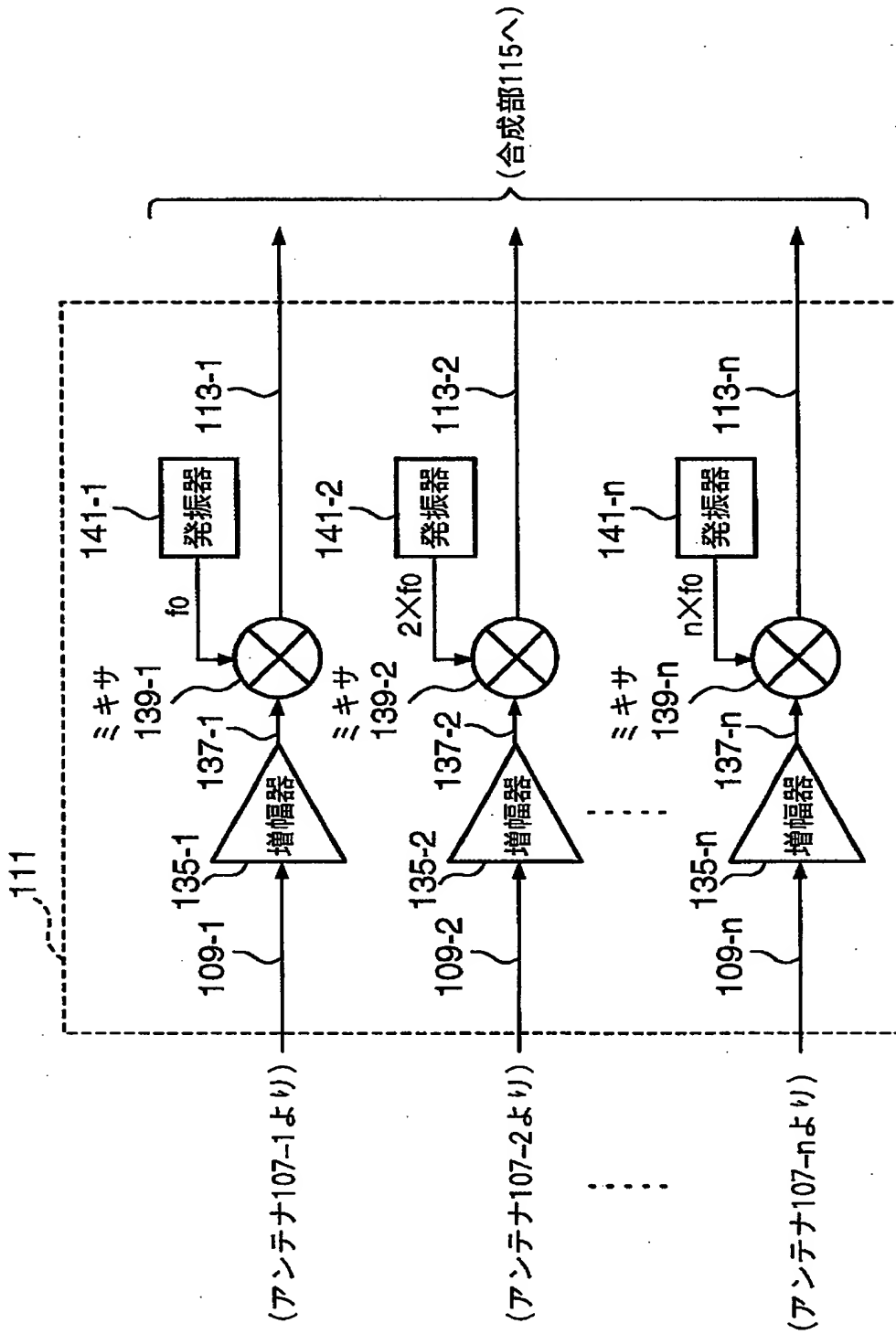
【図 2】



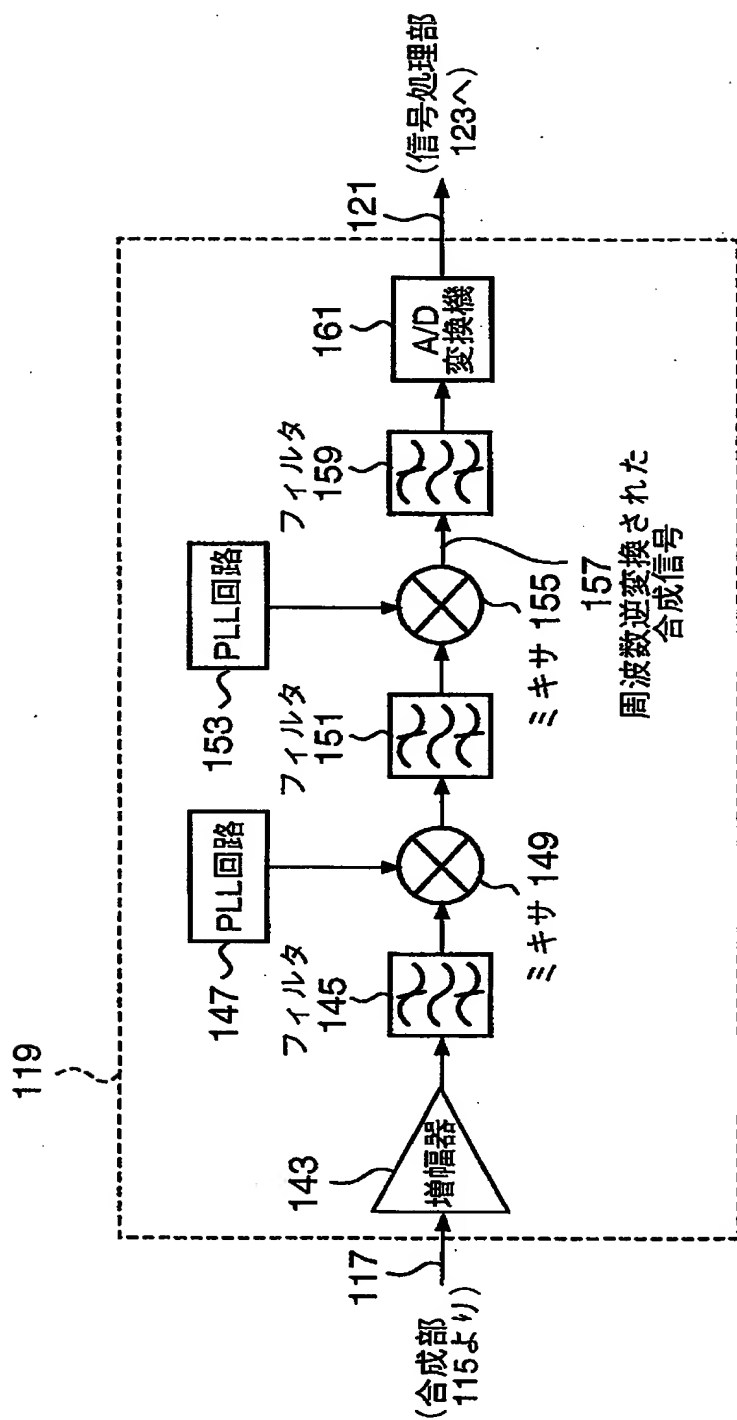
【図 3】



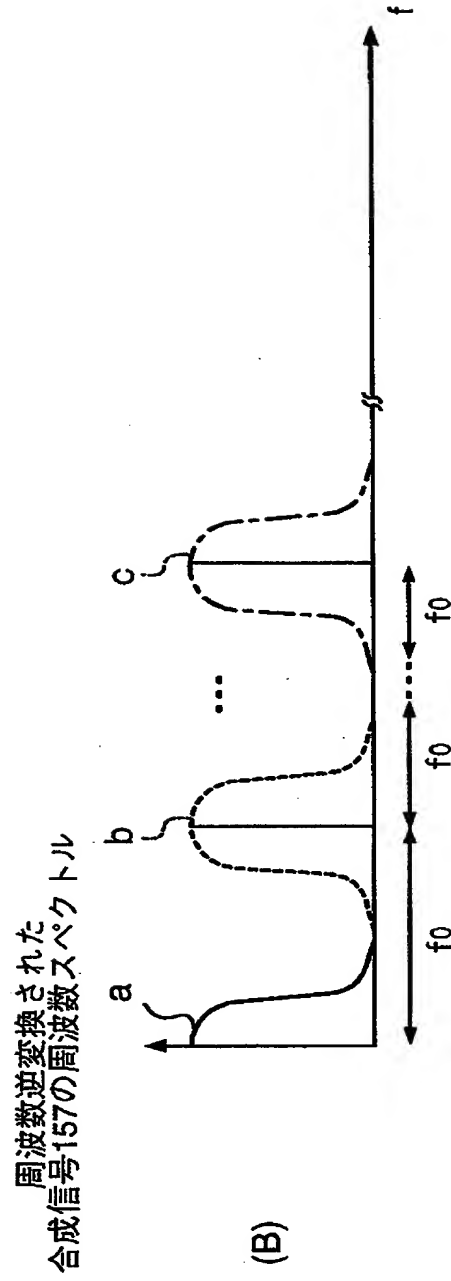
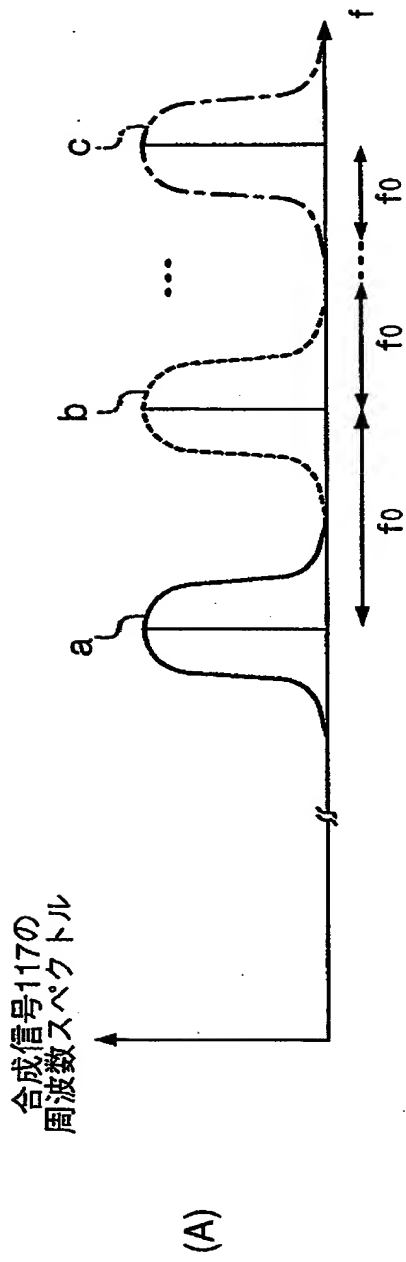
【図 4】



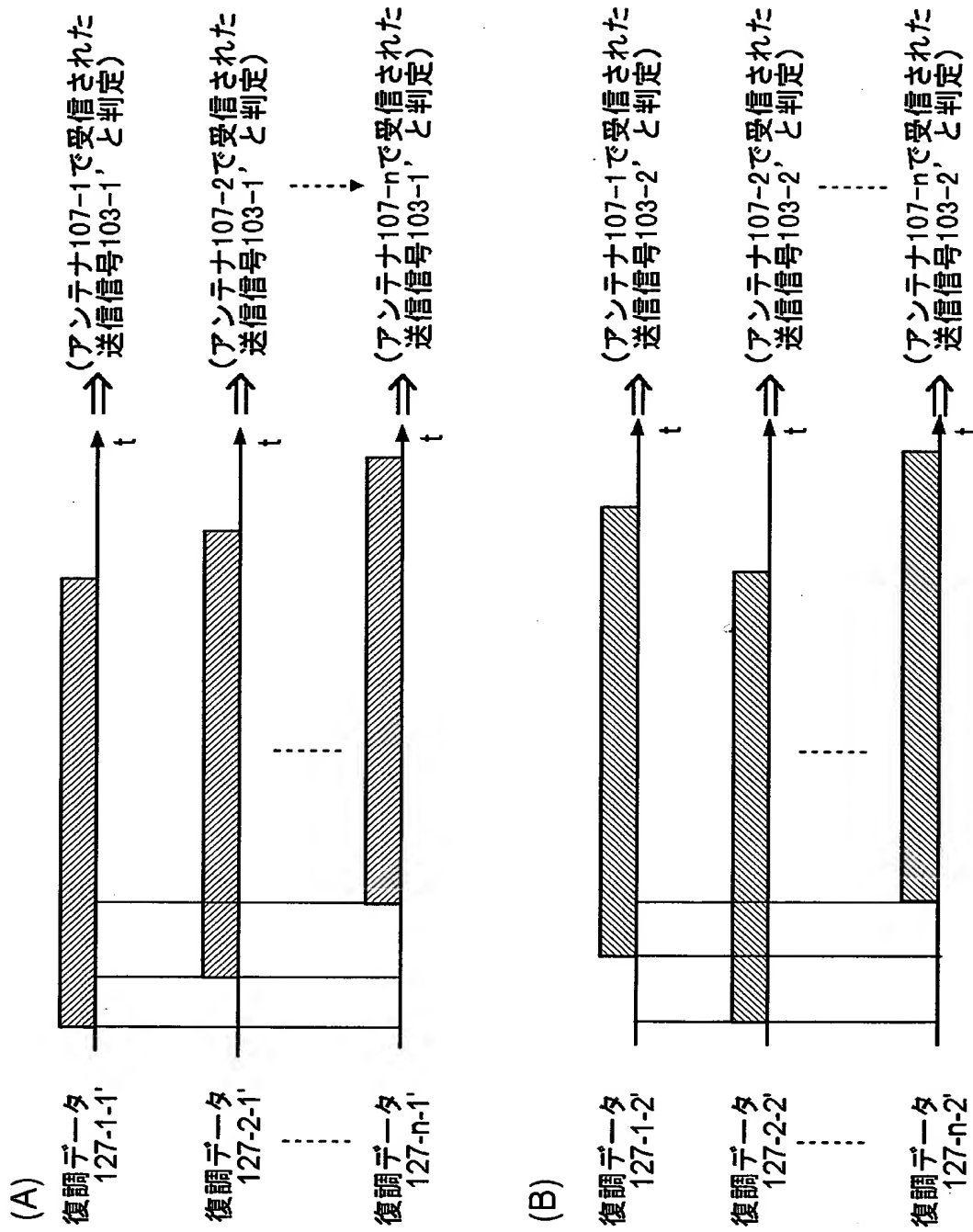
【図 5】



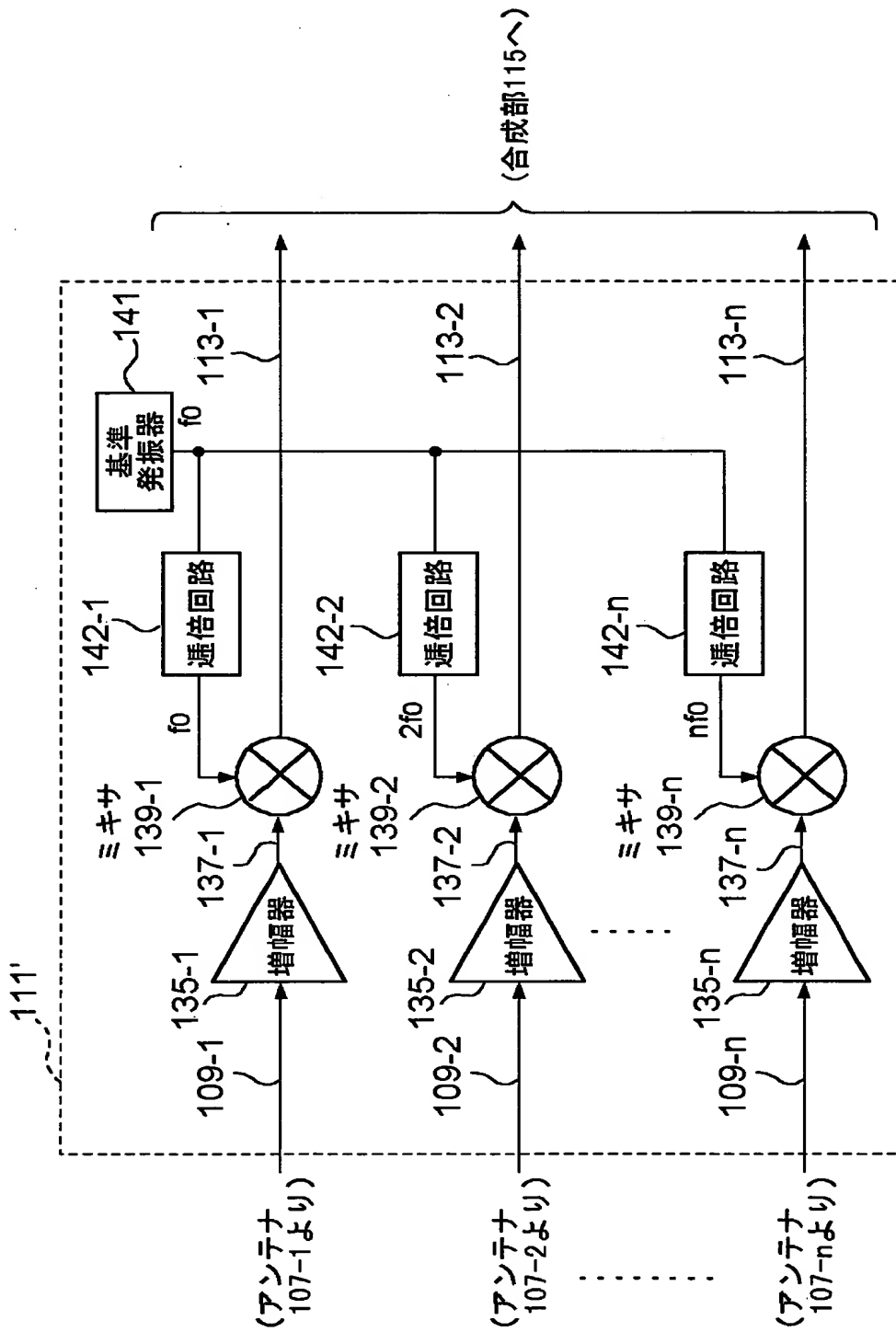
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】複数の無指向性アンテナ素子各々に対応する受信信号間の位相差を正確に検出する小型化、低価格化の基地局を提供する。

【解決手段】符号分割多元接続システムにおける基地局において、複数の移動局各々に対応する拡散変調が施された送信信号を受信する為のアンテナ素子を複数備える。周波数シフト部は、複数のアンテナ素子の各々に対応して、受信信号に周波数シフトを施す。合成部は、周波数シフトされた受信信号を合成して合成信号を生成する。受信部は、合成信号に周波数逆変換を施し、デジタル信号に変換する。信号処理部は、複数のアンテナ素子の各々に対応して、拡散復調処理をデジタル信号に施し、複数の移動局各々の到来方向を特定する。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	平成11年 特許願 第193960号
受付番号	59900655017
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成11年 7月14日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成11年 7月 8日
-------	-------------

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [390010179]

1. 変更年月日 1990年 9月21日

[変更理由] 新規登録

住 所 埼玉県児玉郡神川町大字元原字豊原300番18

氏 名 埼玉日本電気株式会社